

Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11) **EP 0 613 232 B1**

(12)

EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des
Hinweises auf die Patenterteilung:
23.04.1997 Patentblatt 1997/17

(51) Int Cl.⁶: **H02M 3/335**

(21) Anmeldenummer: **93102866.6**

(22) Anmeldetag: **24.02.1993**

(54) **Sperrwandler-Schaltnetzteil mit einem Halbleiterschaltelement geringer Spannungsfestigkeit**
Flyback converter power supply with a semi-conductor switch of low resistance voltage
Convertisseur à récupération avec un interrupteur à semi-conducteur de base tenue en tension

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT DE FR GB IT

(72) Erfinder: **Preller, Peter, Dipl.-Ing.**
W-8000 München 60 (DE)

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
31.08.1994 Patentblatt 1994/35

(56) Entgegenhaltungen:
EP-A- 474 471 GB-A- 2 185 357
US-A- 4 959 764 US-A- 5 111 372

(73) Patentinhaber: **SIEMENS**
AKTIENGESELLSCHAFT
80333 München (DE)

EP 0 613 232 B1

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist. (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Sperrwandler-Schalt-
netzteil nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

An der Laststrecke des Halbleiterschalt-
elementes eines typischen Sperrwandler-Schalt-
netzteiltes fällt im eingeschwungenen Zustand eine Spannung in der Grö-
ßenordnung von etwa 700 V ab. Dies ist die sogenannte
Sperrspannung in der Sperrphase des Sperrwandler-
Schalt-
netzteiltes. Während des Abschaltens des Halb-
leiterschalt-
elementes erzeugt die in den Streuinduktivi-
täten des Transformators gespeicherte Energie eine
Spannungsspitze, die, wie aus der DE 35 02 324 A1,
bekannt ist, theoretisch unendlich groß werden kann
und in der Praxis die erwähnte Sperrspannung deutlich
übersteigt. Es ist deshalb notwendig, das Halbleiter-
schalt-
element vor diesem Überschwinger zu schüt-
zen. Dies ist insbesondere dann erforderlich, wenn es
sich bei dem Halbleiterschalt-
element um einen MOS-
Transistor handelt. Bei diesem Transistortyp steigen
nämlich - unter der Voraussetzung vergleichbarer Chip-
fläche - der Einschaltwiderstand und die Durchlaßver-
luste mit der Spannungsfestigkeit des Halbleiterschalt-
elementes.

Zur Reduzierung der Überschwinger bzw. Abschalt-
spannungen ist es bekannt, parallel zum Halbleiter-
schalt-
element eine sogenannte Snubber-Schaltung an-
zuordnen, die entweder aus einem einzelnen Kondensator
oder aus einem RC-Glied mit einer parallel zum
Widerstand geschalteten Diode - vgl. DE 34 05 833 A1 -
besteht. Die mit diesen Maßnahmen erzielten Ergeb-
nisse sind allerdings nicht in jedem Fall akzeptabel, weil
die Kapazität des dort verwendeten Kondensators einen
Kompromiß zwischen einander widersprechenden
Anforderungen erfüllen muß. Mit zunehmender Kapazi-
tät nimmt nämlich einerseits die Dämpfungswirkung auf
die Überschwinger zu, andererseits steigen die Transi-
storverluste im Einschaltmoment, weil der auf die Sperr-
spannung aufgeladenen Kondensator mehr Energie
speichert.

Problematisch ist der Umstand, daß die Lastspan-
nung des Halbleiterschalt-
elementes, d.h. die Drain-
spannung bei einem MOS-Transistor bzw. die Kollektor-
spannung bei einem Bipolartransistor, nach dem Entla-
den der im Transformator gespeicherten Energie nur
bedingt auf Null zurückschwingt. Bei relativ großen Ka-
pazitäten in den erwähnten Snubber-Schaltungen ist
ein Zurückschwingen auf Null aber dringend notwendig,
da im anderen Fall die im Kondensator noch gespei-
cherte Restenergie im Halbleiterschalt-
element in Wärme umgewandelt wird. Dabei entstehen relativ große
Stoßströme für das Halbleiterschalt-
element, die dieses gefährdet.

Zur Lösung dieses Problems mußte bisher auf der
Primärseite des Transformators während des Rück-
schwinges so viel Spannung induziert werden, daß die
Energie des Kondensators in der Snubber-Schaltung
zum Rückschwingen ausreicht. Dies machte Transisto-

ren hoher Spannungsfestigkeit erforderlich, die nicht
nur teuer sind, sondern auch wegen des größeren
Durchschaltwiderstandes eine höhere Verlustleistung
aufweisen.

Es ist daher gewünscht, in Sperrwandler-Schalt-
netzteilten Transistoren mit geringerer Spannungsfestig-
keit als Halbleiterschalt-
elemente einsetzen zu können.

Eine Lösung dieses Problems besteht in der in der
DE 35 02 324 A1 beschriebenen Schaltungsmaßnah-
me. Diese Schaltungsmaßnahme sieht neben dem par-
allel zur Laststrecke des Halbleiterschalt-
elementes ge-
schalteten Kondensator einen weiteren Kondensator
vor, der sich auf der Lastseite befindet und zwar parallel
zur Last mit einem Abgriff zwischen der Sekundärwick-
lung und dem Gleichrichter. Darüber hinaus ist ein ohm-
scher Widerstand und eine dazu parallele Diode zwi-
schen dem Halbleiterschalt-
element und der Primär-
wicklung eingefügt. Diese Schutzschaltung sorgt für eine
starke Dämpfung der Abschaltüberschwinger, wobei
beim Einschalten die Verluste im Halbleiterschalt-
element und die Stromstärken in dem Primärkreis des
Sperrwandler-Schalt-
netzteiltes relativ gering sind.

In der US-A-5 111 372 ist ein Flußwandler-Schalt-
netzteil beschrieben, bei dem parallel zur Laststrecke
des Schalttransistors ein erster Kondensator geschaltet
ist und dazu parallel die Reihenschaltung eines weite-
ren Kondensators mit einem weiteren Schalttransistor.
Bei Abschalten des Lasttransistors wird der weitere
Kondensator über eine parasitäre Diode des weiteren
Lasttransistors aufgeladen. Während der Sperrphase
des Lastschalttransistors wird dann der weitere Schalt-
transistor eingeschaltet und anschließend wieder aus-
geschaltet. Dadurch wird ein verlustleistungsarmes
Schalten des Lastschalttransistors erreicht.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine an-
dere Möglichkeit anzugeben, mit der Halbleiterschalt-
elemente mit geringer Spannungsfestigkeit in Sperr-
wandler-Schalt-
netzteilten eingesetzt werden können, ohne daß diese überhitzen.

Diese Aufgabe wird bei einem Sperrwandler-
Schalt-
netzteil der eingangs genannten Art durch die
kennzeichnenden Merkmale des Patentanspruchs 1
gelöst.

Mit dieser Lösung erhöht sich die negative Rück-
schwingamplitude so stark, daß die Lastspannung stets
die Null-Linie durchlaufen kann, bevor das Halbleiter-
schalt-
element eingeschaltet wird. Auf diese Weise wird
auch bei kleineren Lastspannungen, also kleineren
Drain- bzw. Kollektor-Spannungen des Halbleiterschalt-
elementes, ein spannungsloses Schalten durch das
Halbleiterschalt-
element ermöglicht. Es können damit
preisgünstigere Transistoren geringerer Spannungsfestig-
keit eingesetzt sowie Kosten und Energie gespart
werden.

Weiterbildungen der Erfindung sind Gegenstand
der Unteransprüche.

Als kapazitive Einrichtung können entweder ein
oder mehrere Kondensatoren oder aber eine bekannte

RCD-Schaltung vorgesehen werden. Wesentlich bei der Erfindung ist lediglich, daß die Kapazität in der kapazitiven Einrichtung veränderbar ist, und zwar derart, daß die Kapazität dann kleiner gewählt wird, wenn die an der Laststrecke des Halbleiterschalt-elementes abfallende Spannung kleiner als die zu schaltende Gleichspannung ist. Ist die abfallende Spannung dagegen größer als die zu schaltende Spannung, so wird die Kapazität der kapazitiven Einrichtung wieder auf den ursprünglichen Wert erhöht. Es hat sich dabei als zweckmäßig erwiesen, die Kapazität so auszubilden, daß die Kapazität zwischen zwei unterschiedlichen Werten, nämlich einem größeren und einem kleineren Wert, umschaltbar ist.

Dies kann beispielsweise dadurch erfolgen, daß die kapazitive Einrichtung zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren aufweist, und einer dieser Kondensatoren über eine steuerbare Schalteinrichtung nach Maßgabe eines Steuersignales kurzschließbar ist. Die steuerbare Schalteinrichtung wird dann vom Steuersignal immer dann eingeschaltet und dadurch der eine Kondensator kurzgeschlossen und somit die Kapazität der kapazitiven Einrichtung erhöht, wenn die an der Laststrecke des Halbleiterschalt-elementes abfallende Spannung größer als die zu schaltende Gleichspannung ist.

Eine andere Ausführungsform der Erfindung sieht vor, daß die kapazitive Einrichtung zwei oder mehrere parallel zueinander angeordnete Kondensatoren aufweist, an denen mindestens ein Kondensator in Reihe zu einer Schalteinrichtung liegt. Dies hat den Vorteil, daß dadurch an der Schalteinrichtung eine geringere Spannung anliegt, die geschaltet werden muß. Es können daher Schalter mit geringerer Spannungsfestigkeit eingesetzt werden. Diese Schalteinrichtung wird nach Maßgabe eines Steuersignales immer dann eingeschaltet und somit die Kapazität der kapazitiven Einrichtung erhöht, wenn die an der Laststrecke des Halbleiterschalt-elementes abfallende Spannung größer als die zu schaltende Gleichspannung ist.

In der Erfindung wird das Steuersignal aus einer Zusatzwicklung vom Transformator gewonnen, die beispielsweise aus ein bis zwei Windungen besteht und zur Primärwicklung gegensinnig gepolt ist. Es kann jedoch auch eine bereits am Transformator vorhandene Wicklung benutzt werden, sofern sie den benötigten Polungssinn aufweist.

Die Erfindung wird im folgenden anhand von elf Figuren beispielhaft näher erläutert. Es zeigen:

FIG 1 einen Ausschnitt der Schaltung eines bekannten Sperrwandler-Schaltnetztes, bei dem als Snubberschaltung ein Kondensator parallel zum Halbleiterschalt-element geschaltet ist.

FIG 2 eine Darstellung wie in FIG 1, bei der als Snubberschaltung eine RCD-Beschaltung vorgesehen ist.

FIG 3 den zeitlichen Verlauf der an der Laststrecke des Halbleiterschalt-elementes in den FIG 1 bzw. 2 abfallenden Spannung im Schaltbetrieb.

FIG 4 einen Ausschnitt eines ersten Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung eines Sperrwandler-Schaltnetztes, bei dem eine Kapazität parallel zum Halbleiterschalt-element geschaltet und diese Kapazität veränderbar ist.

FIG 5 ein zweites Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung mit einer RCD-Beschaltung als Snubberschaltung, bei der die Kapazität veränderbar ist.

FIG 6 ein drittes Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Sperrwandler-Schaltnetztes, bei dem zwei Kondensatoren in Reihe zum Halbleiterschalt-element geschaltet sind und einer dieser Kondensatoren durch eine Schalteinrichtung überbrückbar ist.

FIG 7 eine Darstellung ähnlich zu FIG 6, bei der als Snubberschaltung eine RCD-Schaltung vorgesehen ist, die in ihrer Kapazität veränderbar ist.

FIG 8 den zeitlichen Verlauf der in den FIG 4 bis 7 gezeigten abfallenden Lastspannung.

FIG 9 ein komplettes Schaltbild eines Sperrwandler-Schaltnetztes nach der Erfindung mit einem Bipolar-Transistor als Schalteinrichtung zum Verändern der Kapazität der kapazitiven Einrichtung.

FIG 10 die in dem in FIG 9 gezeigten Schaltnetzteil auftretenden Spannungen und Ströme.

FIG 11 ein zweites Ausführungsbeispiel eines Sperrwandler-Schaltnetztes nach der Erfindung mit einem MOS-Transistor als Schalteinrichtung zum Verändern der Kapazität der kapazitiven Einrichtung.

In FIG 1 ist ein Ausschnitt eines bekannten Sperrwandler-Schaltnetztes dargestellt, soweit es für das Verständnis der Erfindung erforderlich ist. Mit U_N ist in der FIG eine gleichzurichtende Wechselspannung bezeichnet, die über eine der Einfachheit halber lediglich als Diode DI dargestellte Gleichrichtereinrichtung mit einem Glättungskondensator C_L in Verbindung steht. Der Glättungskondensator C_L liegt dabei zwischen dem Kathodenanschluß an der Diode DI und Bezugspotential. An dem Verbindungspunkt der Diode DI und dem Glättungskondensator C_L ist eine Gleichspannung U_C abgreifbar. Der Kathodenanschluß der Diode DI ist über eine Primärwicklung n_P eines Transformators TR mit der Laststrecke eines Halbleiterschalt-elementes T1 in Verbindung. Im vorliegenden Beispiel ist als das Halbleiterschalt-element T1 ein MOS-Transistor vorgesehen, dessen Sourceanschluß S auf Bezugspotential liegt und dessen Drainanschluß D mit einem zweiten Anschluß der Primärwicklung n_P in Verbindung steht. Nach Maßgabe einer in der FIG 1 nicht dargestellten Steuerung schaltet das Halbleiterschalt-element T1 die gleichgerichtete Spannung U_C pulswertenmoduliert an die Primärwicklung n_P des Transformators TR. Zur Dämpfung von dabei auftretenden Überschwüngen ist es bekannt, parallel zur Laststrecke D, S des Halbleiterschalt-elementes T1 eine sogenannte Snubberschaltung zu schalten. In diesem Ausführungsbeispiel ist als Snubberschaltung lediglich ein Kondensator C vorgesehen, der parallel zur Laststrecke D, S des Halbleiter-

schaltelementes T1 geschaltet ist. Dieser Kondensator C kann beispielsweise eine Kapazität von 100 pF bis 10 nF betragen.

In FIG 2 ist der Ausschnitt einer weiteren bekannten Schaltungsanordnung eines Sperrwandler-Schaltnetz-
 5 teiles dargestellt, das sich von der Schaltung in FIG 1 lediglich dadurch unterscheidet, daß als Snubberschal-
 tung jetzt nicht nur ein parallel geschalteter Kondensa-
 tor, sondern eine RCD-Beschaltung vorgesehen ist. Diese RCD-Beschaltung weist eine Serienschaltung eines
 10 Kondensators C* mit einem Widerstand R* auf, wobei der Widerstand R* mit einem Anschluß auf Bezugspotential liegt, während ein gegenüberliegender Anschluß mit einem Anschluß des Kondensators C* verbunden ist. Ein zweiter Anschluß dieses Kondensators C* ist an einen Verbindungspunkt der Primärwicklung n_p des Transformators TR und des Drainanschlusses des Halbleiter-Schaltelementes T1 angeschlossen. Der Kondensator C* kann wieder eine Kapazität von 100 pF bis 10 nF betragen, der Widerstand R* ist niederohmig (ungefähr 2 bis 20 Ohm, die Diode D* muß nur entsprechend spannungsfest sein.

Die bekannten Schaltungsanordnungen in FIG 1 und FIG 2 sind bisher bei Sperrwandler-Schaltnetz-
 20 teilen zur Vermeidung von Überschwüngen bzw. zu deren Dämpfung eingesetzt worden. Deren Funktionsweise stellt sich so dar. Durch die Parallelkapazität C bzw. die Kapazität C* in der RCD-Beschaltung und eine Primärinduktivität der Primärwicklung n_p des Transformators TR bedingt, führt die Lastspannung U_D nach einem Ein- und Abschalten des Halbleiterschaltelementes T1 eine Schwingung aus, wie sie in FIG 3 dargestellt ist. Es ist zu erkennen, daß der Scheitelwert der am Halbleiterschaltelement T1 abfallenden Spannung U_D mindestens doppelt so groß sein muß, wie die zu schaltende Spannung U_C, wenn die Lastspannung U_D nach dem Rückschwingen die Nulllinie durchlaufen soll. Soll das Sperrwandler-Schaltnetzteil beispielsweise für Netzspannungen U_N bis zu 265 V (Effektivwert) ausgelegt sein, so muß zur Erreichung eines Nulldurchganges der Lastspannung U_D der Maximalwert von

$$U_D > U_N \cdot \sqrt{2} \cdot 2 = 750 \text{ V}$$

sein. Wird zusätzlich die Dämpfung und eine mögliche Sicherheitsreserve für das Halbleiterschaltelement T1 vorgesehen, so mußte bisher ein Halbleiterschaltelement T1 mit einer Spannungsfestigkeit von etwa 1000 V vorgesehen werden.

Gemäß der Erfindung wird dies vermieden, indem die Kapazität der kapazitiven Einrichtung mindestens von einem ersten Wert auf einen kleineren zweiten Wert veränderbar ist, wenn die an der Laststrecke D, S des Halbleiterschaltelementes T1 abfallende Spannung U_D kleiner als die Gleichspannung U_C ist, die geschaltet werden soll. Darüber hinaus ist es auch möglich, die Kapazität dann zu verändern, wenn die Spannung U_D et-

was größer oder etwas kleiner als die Spannung U_C ist.

In den FIG 4 bis 7 sind Ausführungsbeispiele gezeigt, die hierfür geeignet sind. FIG 4 unterscheidet sich in der Darstellung von FIG 1 dadurch, daß zusätzlich
 5 parallel zur Laststrecke D, S des Halbleiterschaltelementes T1 ein weiterer Kondensator CC mit in Reihe geschalteter Schalteinrichtung SC geschaltet ist. Ist die Schalteinrichtung SC geschlossen, so liegt parallel zur Laststrecke D, S des Halbleiterschaltelementes T1 eine
 10 größere Kapazität an, als wenn die Schalteinrichtung SC offen wäre. Diese Schalteinrichtung SC wird erfindungsgemäß immer dann eingeschaltet, wenn die an der Laststrecke des Halbleiterschaltelementes T1 abfallende Spannung U_D größer als die zu schaltende Spannung U_C ist.

Die Schaltungsanordnung in FIG 5 unterscheidet sich von der Anordnung in FIG 4 dadurch, daß dort eine RCD-Beschaltung als Snubber-Schaltung vorgesehen ist. Hierfür ist die in FIG 2 gezeigte RCD-Beschaltung mit dem Kondensator C*, dem Widerstand R* mit parallelgeschalteter Diode D* durch die Reihenschaltung eines Kondensators CC* mit in Reihe geschalteter
 20 Schalteinrichtung SC erweitert, die zusammen parallel zum Kondensator C* liegen. Die Ansteuerung erfolgt unter der gleichen zeitlichen Bedingung, wie in der Schaltung von FIG 4, d. h. die Schalteinrichtung SC wird dann geschlossen, wenn die an der Laststrecke D, S des Halbleiterschaltelementes T1 abfallende Spannung U_D größer als die zu schaltende Gleichspannung U_C ist.

FIG 6 zeigt eine dritte mögliche Ausführungsform der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung. Im Gegensatz zur Darstellung in FIG 4 sind die beiden Kondensatoren C und CC nicht parallel zueinander, sondern in Serie zueinander geschaltet. Die Schalteinrichtung SC liegt parallel zu einem dieser Kondensatoren. Ist die Schalteinrichtung SC geschlossen, so ist die Gesamtkapazität dieser Kondensatoren C und CC größer als
 30 wenn die Schalteinrichtung SC geöffnet ist. Die Schalteinrichtung SC wird in der in FIG 6 gezeigten Schaltungsanordnung daher auch immer dann geschlossen, wenn die an der Laststrecke D, S des Halbleiterschaltelementes D1 abfallende Spannung U_D größer als die zu schaltende Gleichspannung U_C ist.

In FIG 7 wird als Snubberschaltung wieder eine RCD-Beschaltung mit dem Kondensator C*, der Diode D* und dem Widerstand R* vorgesehen. Im Gegensatz zur Darstellung in FIG 2, ist jedoch zwischen den Kondensator C* und der Parallelschaltung der Diode D* und dem Widerstand R* die Parallelschaltung eines Kondensators CC* mit der Schalteinrichtung SC geschaltet. Diese Schalteinrichtung SC wird unter den gleichen zeitlichen Bedingungen wie im Zusammenhang mit den Figuren 4, 5 und 6 bereits erläutert, ein- und ausgeschaltet.

Die Kondensatoren C und C* bzw. die geschalteten Kondensatoren CC und CC* sind folgendermaßen zu dimensionieren. Die geschalteten Kondensatoren CC und CC* sollten in ihrer Kapazität gleich groß oder grö-

ber als die nicht geschalteten Kondensatoren C und C* sein. Die Kondensatoren C und C* können dabei einer Kapazität in der Größenordnung von etwa 100 pF bis einige 100 nF aufweisen.

Wird die Schalteinrichtung SC in den Beispielen der Figuren 4 bis 7 erfindungsgemäß immer dann geschlossen, wenn die Lastspannung U_D größer oder ungefähr größer als die zu schaltende Gleichspannung U_C ist, so ergibt sich der in FIG 8 dargestellte zeitliche Verlauf der Lastspannung U_D . Die Spannung U_D durchläuft die Nulllinie, obwohl deren Scheitelwert nur geringfügig U_C übersteigt. Immer wenn die Lastspannung U_D kleiner als die zu schaltende Gleichspannung U_C ist, wird die Schalteinrichtung SC geöffnet und die Schwingfrequenz des Sperrwandler-Schaltnetztes höher, da als Schwingkreis kapazität eine kleinere Kapazität wirksam ist. Es ist deutlich in FIG 8 zu erkennen, daß die Spannung U_D die Nulllinie durchläuft, dies ist erfindungsgemäß dann der Fall, wenn der zu schaltende Kondensator CC oder CC* genügend groß ist und das Windungsverhältnis von Primärwicklungen zu Sekundärwicklungen des Transformators TR geeignet gewählt ist. Wird der Kondensator C bzw. C* und der zu schaltende Kondensator CC bzw. CC* gleich groß gewählt, so muß das Windungsverhältnis von Primärwicklung n_P zu Sekundärwicklung $1/\sqrt{2}$ sein, damit U_D die Nulllinie gerade erreicht und somit gewährleistet ist, daß das Halbleiterschaltetelement T1 spannungsfrei einschalten kann. Dies gilt für eine gewollte Spannungsübersetzung von 1:1 zwischen Primär- und Sekundärseite des Transformators TR. Die in FIG 8 schraffierten Flächen für das Einschalten und Ausschalten sind gleich groß. Diese stellen das Spannungs-Zeitprodukt dar.

In FIG 9 ist ein Beispiel eines erfindungsgemäßen Sperrwandler-Schaltnetztes im einzelnen dargestellt. Bis auf die im folgenden zu beschreibenden Unterschiede, ist dieses Sperrwandler-Schaltnetzteil beispielsweise in der Siemens-Produktinformation "Funktion und Anwendung des Sperrwandler-IC TDA 4605", Bestell-Nr. B111-B6090 zu entnehmen.

Zusätzlich zu dieser bekannten Schaltungsanordnung eines Sperrwandler-Schaltnetztes weist die in FIG 9 gezeigte Schaltung erfindungsgemäß eine weitere primärseitige Wicklung n_W auf, die beispielsweise lediglich aus einer oder zwei Windungen besteht und gegenseitig zur Primärwicklung n_P gepolt ist. Der jeweilige Polungssinn ist in FIG 9 durch einen Punkt an den Primär- bzw. Sekundärwicklungen dargestellt. Diese weitere Wicklung n_W ist mit einem Anschluß über einen Widerstand R an einen Basisanschluß eines als Schalteinrichtung SC wirkenden Bipolartransistors angeschlossen. Ihr anderer Anschluß ist mit einem Emitterschluß dieses Bipolartransistors und andererseits über einen Kondensator CC mit dem Drainanschluß des MOS-Transistors, der das Halbleiterschaltetelement T1 ist, in Verbindung. Der Kollektorschluß des als Schalteinrichtung SC wirkenden Bipolartransistors ist mit Bezugspotential in Verbindung. Die Schalteinrichtung SC

besteht in diesem Ausführungsbeispiel also aus einem NPN-Transistor, einer zu dieser parallel geschalteten Inversdiode DS - die in den Transistor bereits integriert sein kann - und dem als Basisvorwiderstand wirkenden Widerstand R. Angesteuert wird dieser als Schalter wirkenden Transistor aus der weiteren Wicklung n_W des Transformators TR. Anstelle dieser Wicklung n_W kann auch eine bereits am Transformator TR vorhandene Wicklung benutzt werden, sofern sie den entsprechenden Polungssinn aufweist. Die Diode DS leitet den in Gegenrichtung durch den Kondensator CC fließenden Strom ab. Anstelle des NPN-Transistors für die Schalteinrichtung SC kann selbstverständlich auch ein PNP-Transistor verwendet werden, sofern dessen Basisanschluß an den anderen Anschluß der weiteren Wicklung n_W angeschlossen ist.

Die Wirkungsweise dieses Sperrwandler-Schaltnetztes wird am besten anhand der zeitlichen Darstellung der in FIG 9 eingezeichneten Spannung und Ströme deutlich. Es bedeuten hierbei wieder U_C die an die Primärwicklung n_P vom Halbleiterschaltetelement T1 zu schaltende Spannung, U_D die am leiterschaltetelement T1 abfallende Lastspannung, U_W die Spannung an der weiteren Wicklung n_W des Transformators TR U_S eine an der Inversdiode DS der Schalteinrichtung SC abfallende Spannung, wobei deren Richtung durch den Pfeil in FIG 9 angezeigt ist, I_L einen durch das Halbleiterschaltetelement T1 fließenden Laststrom und I_{CP} einen durch die Schalteinrichtung SC fließenden Strom.

Zum Zeitpunkt t0 wird das Halbleiterschaltetelement T1 nach Maßgabe von Steuersignalen der Steuerschaltung IC, in der Darstellung von FIG 9 der integrierte Schaltkreis TDA 4605 von Siemens, abgeschaltet. Der Transformator TR ist aufgeladen und die Lastspannung U_D steigt bis zum Zeitpunkt t1 wegen der im Transformator TR gespeicherten hohen Energie steil an und erreicht ein Potential, das der zu schaltenden Spannung U_C entspricht. Die Spannung U_W an der weiteren Wicklung n_W des Transformators TR wird positiv und schaltet die Schalteinrichtung SC durch, wodurch der Kondensator CC parallel zum Kondensator C geschaltet wird und dadurch die Kapazität der kapazitiven Einrichtung der parallel zum Halbleiterschaltetelement T1 geschalteten Snubberschaltung erhöht wird. Hierdurch verlangsamt sich der Anstieg der Lastspannung U_D etwas. Im Zeitpunkt t2 bleibt die Lastspannung U_D auf gleichem Niveau und der Transformator TR beginnt sich auf der Sekundärseite wieder zu entladen. Die Entladung ist im Zeitpunkt t3 abgeschlossen. Zwischen den Zeitpunkten t3 und t4 sinkt die Lastspannung U_D zunächst langsam ab. Während dieser Zeit erhält der Transformator TR die nötige Rücklaufenergie aus dem Kondensator CC, der durch die Schalteinrichtung SC hinzugeschaltet wurde. Im Zeitpunkt t4 wird die Spannung U_W negativ und die Schalteinrichtung SC abgeschaltet. Die Lastspannung U_D sinkt beschleunigt ab und erreicht in Zeitpunkt t5 Null Volt. Zwischen den Zeitpunkten t5 und t6 fließt ein Inversstrom I_L durch die In-

versdiode DS. Da das Halbleiterschaltetelement T1 zum Zeitpunkt t5 durch die Steuerschaltung IC - nach Maßgabe eines Nulldurchgangserkennungssignales - wieder eingeschaltet wird, bleibt die Lastspannung U_D auf Null Volt und der Laststrom I_L wird zum Zeitpunkt t6 wieder positiv. Der Transformator TR lädt sich auf, bis im neuen Zeitpunkt t0 das Halbleiterschaltetelement T1 durch die Steuerschaltung IC wieder abgeschaltet wird und ein neuer Zyklus beginnt.

Im übrigen kann das Nulldurchgangserkennungssignal für die Steuerschaltung IC exakt aus der Lastspannung U_D selbst abgeleitet werden, da die Lastspannung U_D stets die Nulllinie kreuzt.

In FIG 11 ist ein weiteres Beispiel eines erfindungsgemäßen Schaltnetztes dargestellt. Diese Schaltungsanordnung unterscheidet sich von der in FIG 9 dargestellten lediglich dadurch, daß als Schalteinrichtung SC jetzt ein MOS-Transistor eingesetzt wird. Dieser MOS-Transistor ist mit seinem Gateanschluß G und mit seinem Sourceanschluß S an die weitere Wicklung n_W in der in FIG 11 gezeigten Weise angeschlossen. Der Drainanschluß D des MOS-Transistors der Schalteinrichtung SC ist mit Bezugspotential verbunden und parallel zu dieser Schalteinrichtung SC wieder eine Inversdiode DS geschaltet. Darüber hinaus kann bei dieser Ausführungsform auf den Vorwiderstand R im Vergleich zum Bipolartransistor verzichtet werden. Im übrigen unterscheidet sich die Schaltungsanordnung von FIG 11 nicht von der Schaltungsanordnung in FIG 9. Die Verläufe der einzelnen Signale entsprechen auch dem Verlauf in FIG 10.

Patentansprüche

1. Sperrwandler-Schaltnetzteil mit einem eine Laststrecke (D,S) aufweisenden Halbleiterschaltetelement (T1), das zum getakteten Anlegen einer Gleichspannung (U_C) an eine erste Primärwicklung (n_p) eines Transformators (TR) mit einem Anschluß der Primärwicklung (n_p) verbunden ist, an deren anderen Anschluß die Gleichspannung (U_C) anlegbar ist, mit einer Steuereinrichtung (IC) zum Ansteuern des Halbleiterschaltetelementes (T1) sowie mit einer parallel zur Laststrecke, (D, S) des Halbleiterschaltetelementes (T1) geschalteten kapazitiven Einrichtung (C; D*, R*, C*)
dadurch gekennzeichnet, daß die Kapazität der kapazitiven Einrichtung (C; D*, R*, C*) in einen ersten kleineren Wert und einen zweiten größeren Wert schaltbar ist, daß eine mit der ersten Primärwicklung (n_p) gekoppelte weitere Wicklung (n_W) vorgesehen ist, durch die veranlaßt wird, daß die Kapazität der kapazitiven Einrichtung (C; D*, R*, C*) vom ersten Wert auf den zweiten Wert geschaltet wird, wenn eine an der Laststrecke (D, S) des Halbleiterschaltetelementes (T1) abfallende Spannung (U_D) mindestens annähernd größer

als die Gleichspannung (U_C) ist, und vom zweiten Wert auf den ersten Wert geschaltet wird, wenn die an der Laststrecke (D, S) des Halbleiterschaltetelementes (T1) abfallende Spannung (U_C) mindestens annähernd kleiner als die Gleichspannung (U_C) ist.

2. Sperrwandler-Schaltnetzteil nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die kapazitive Einrichtung (C; D*, R*, C*) ein Kondensator (C) ist.
3. Sperrwandler-Schaltnetzteil nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die kapazitive Einrichtung (C; D*, R*, C*) die Reihenschaltung eines Kondensators (C*) mit einer Parallelschaltung einer Diode (D*) und einem Widerstand (R*) ist.
4. Sperrwandler-Schaltnetzteil nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die kapazitive Einrichtung (C; D*, R*, C*) mindestens zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren (C, CC) aufweist, und daß einer dieser Kondensatoren (CC) über eine von der weiteren Wicklung (n_W) gesteuerte Schalteinrichtung (SC) kurzschließbar ist.
5. Sperrwandler-Schaltnetzteil nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß die kapazitive Einrichtung (C; D*, R*, C*) mindestens zwei zueinander parallel geschaltete Kondensatoren (C, CC) aufweist, wobei mindestens einer dieser Kondensatoren über eine von der weiteren Wicklung (n_W) gesteuerte zweite Schalteinrichtung (SC) abklemmbar ist.

Claims

1. Flyback converter switched-mode power supply with a semiconductor switching element (T1) which has a load section (D, S) and, for the purpose of the clocked appliance of a DC voltage (U_C), is connected to a first primary winding (n_p) of a transformer (TR) by means of one terminal of the primary winding (n_p), at whose other terminal the DC voltage (U_C) can be applied, with a control device (IC) for driving the semiconductor switching element (T1), and with a capacitive device (C; D*, R*, C*) connected in parallel with the load section (D, S) of the semiconductor switching element (T1), characterized in that the capacitance of the capacitive device (C; D*, R*, C*) can be switched to a first, smaller value and a second, larger value, in that provision is made of a further winding (n_W), which is coupled to the first primary winding (n_p) and which causes

the capacitance of the capacity device (C; D*, R*, C*) to be switched from the first value to the second value when a voltage (U_D) dropping across the load section (D, S) of the semiconductor switching element (T1) is at least approximately larger than the DC voltage (U_C), and to be switched from the second to the first value when the voltage (U_C) dropping across the load section (D, S) of the semiconductor switching element (T1) is at least approximately smaller than the DC voltage (U_C).

2. Flyback converter switched-mode power supply according to Claim 1, characterized in that the capacitive device (C; D*, R*, C*) is a capacitor (C).
3. Flyback converter switched-mode power supply according to Claim 1, characterized in that the capacitive device (C; D*, R*, C*) is a series circuit of a capacitor (C*) with a parallel circuit of a diode (D*) and a resistor (R*).
4. Flyback converter switched-mode power supply according to one of Claims 1 to 3, characterized in that the capacitive device (C; D*, R*, C*) has at least two series-connected capacitors (C, CC), and in that one of the capacitors (CC) can be short circuited via a switching device (SC) controlled by the further winding (n_W).
5. Flyback converter switched-mode power supply according to one of Claims 1 to 4, characterized in that the capacitive device (C; D*, R*, C*) has at least two capacitors (C, CC) connected in parallel with one another, it being possible to disconnect at least one of these capacitors via a second switching device (SC) controlled by the further winding (n_W).

Revendications

1. Alimentation à découpage à accumulation comportant un élément (T1) de commutation à semiconducteur, qui comporte une section (D, S) de charge qui est reliée, pour l'application cadencée d'une tension (U_C) continue à un premier enroulement primaire (n_p) d'un transformateur (TR), à une borne de l'enroulement primaire (n_p), à l'autre borne duquel peut être appliquée la tension continue (U_C), un dispositif (IC) de commande pour la commande de l'élément (T1) de commutation à semiconducteur ainsi qu'à un dispositif (C; D*, R*, C*) capacitif branché en parallèle avec la section de charge (D, S) de l'élément (T1) de commutation à semiconducteur, caractérisée en ce que
une première valeur petite et une seconde valeur plus grande de la capacité du dispositif capacitif (C; D*, R*, C*) peut être branchée, il est prévu un enroulement supplémentaire (n_W) couplé au premier

enroulement primaire (n_p), qui fait que la capacité du dispositif capacitif (C; D*, R*, C*) est branchée de la première valeur à la seconde valeur, lorsque qu'une chute de tension (U_D) sur la section de charge (D, S) de l'élément (T1) de commutation à semiconducteur est plus grande, au moins approximativement, que la tension continue (U_C) et que la capacité du dispositif capacitif (C; D*, R*, C*) passe de la seconde valeur à la première valeur, lorsque la chute de tension (U_C) sur la section (D, S) de charge de l'élément (T1) de commutation à semiconducteur est plus petite, au moins approximativement, que la tension continue (U_C).

2. Alimentation à découpage à accumulation suivant la revendication 1, caractérisée en ce que le dispositif capacitif (C; D*, R*, C*) est un condensateur (C).
3. Alimentation à découpage à accumulation suivant la revendication 1, caractérisée en ce que le dispositif capacitif (C; D*, R*, C*) est le circuit-série d'un transformateur (C*) et d'un circuit parallèle constitué d'une diode (D*) et d'une résistance (R*).
4. Alimentation à découpage à accumulation suivant l'une des revendications 1 à 3, caractérisée en ce que le dispositif capacitif (C; D*, R*, C*) comporte au moins deux condensateurs (C, CC) branchés en série, et l'un de ces condensateurs (CC) peut être court-circuité par l'intermédiaire d'un dispositif (SC) d'interruption commandé par l'enroulement supplémentaire (n_W).
5. Alimentation à découpage à accumulation suivant l'une des revendications 1 à 4, caractérisée en ce que le dispositif capacitif (C; D*, R*, C*) comporte au moins deux condensateurs (C, CC) branchés en parallèle entre eux, au moins l'un de ces condensateurs pouvant être débranché par l'intermédiaire d'un second dispositif (SC) d'interruption commandé par l'enroulement supplémentaire (n_W).

FIG 1

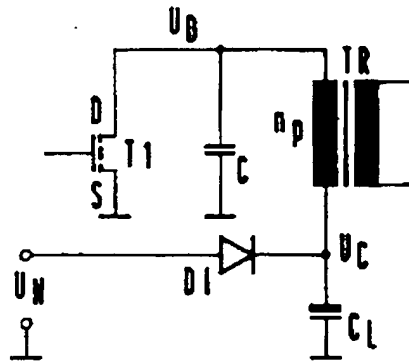


FIG 2

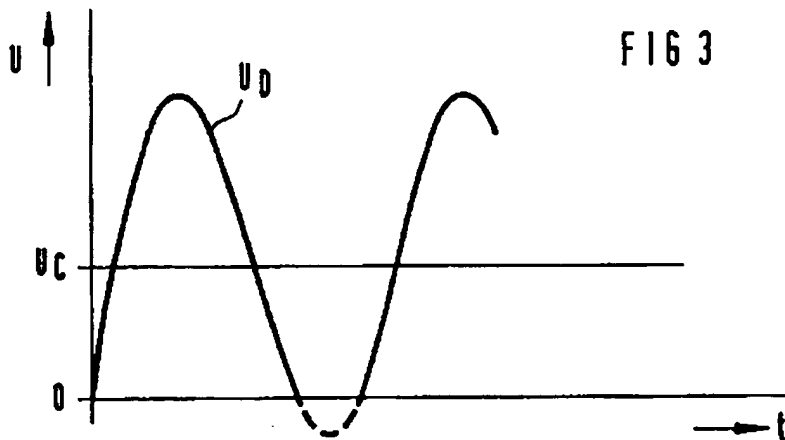
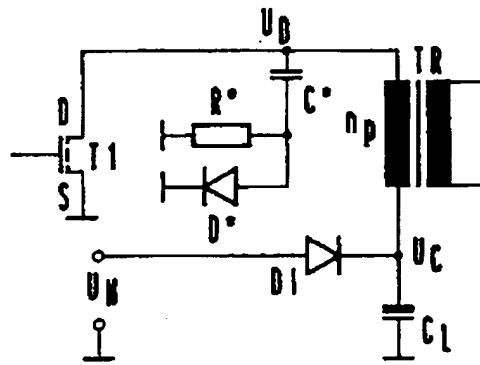


FIG 3

FIG 4

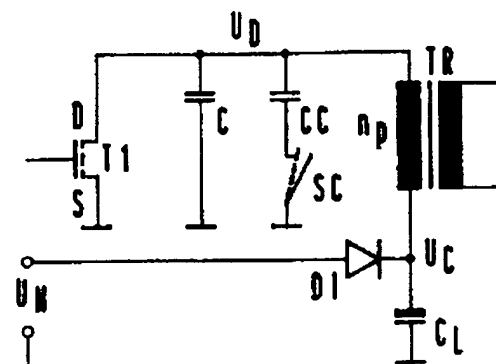


FIG 5

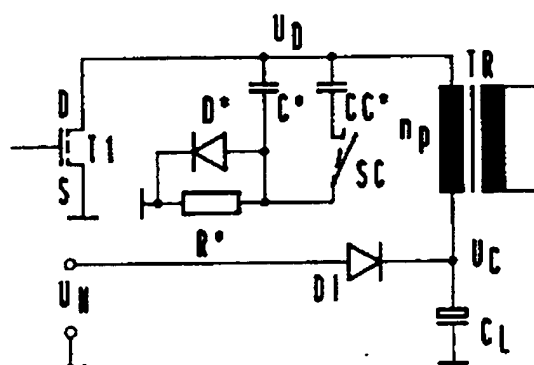


FIG 6

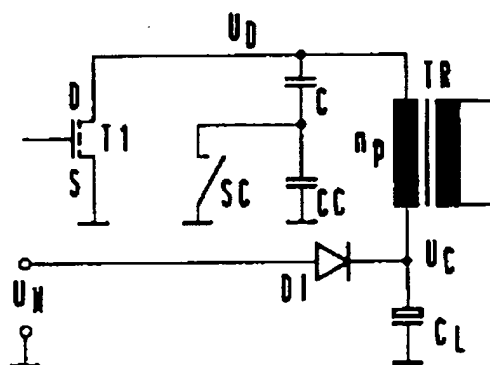


FIG 7

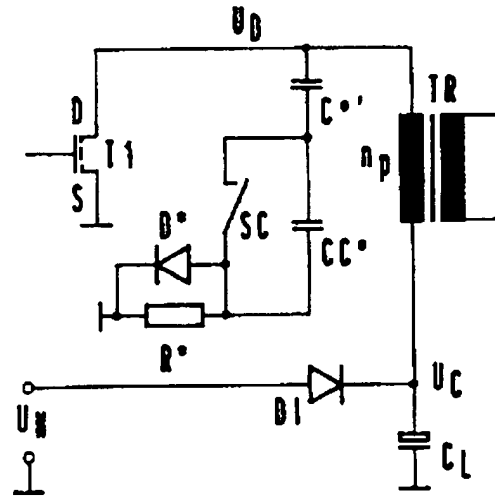
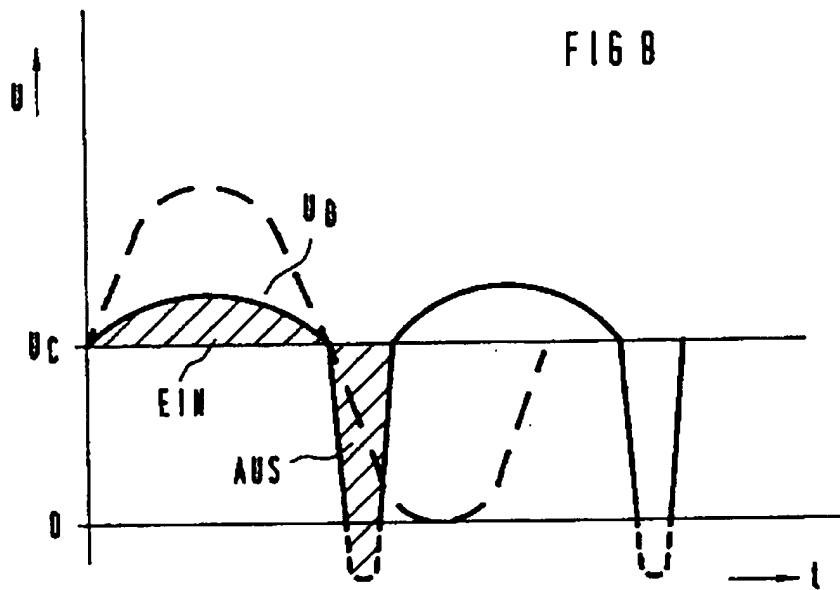


FIG 8



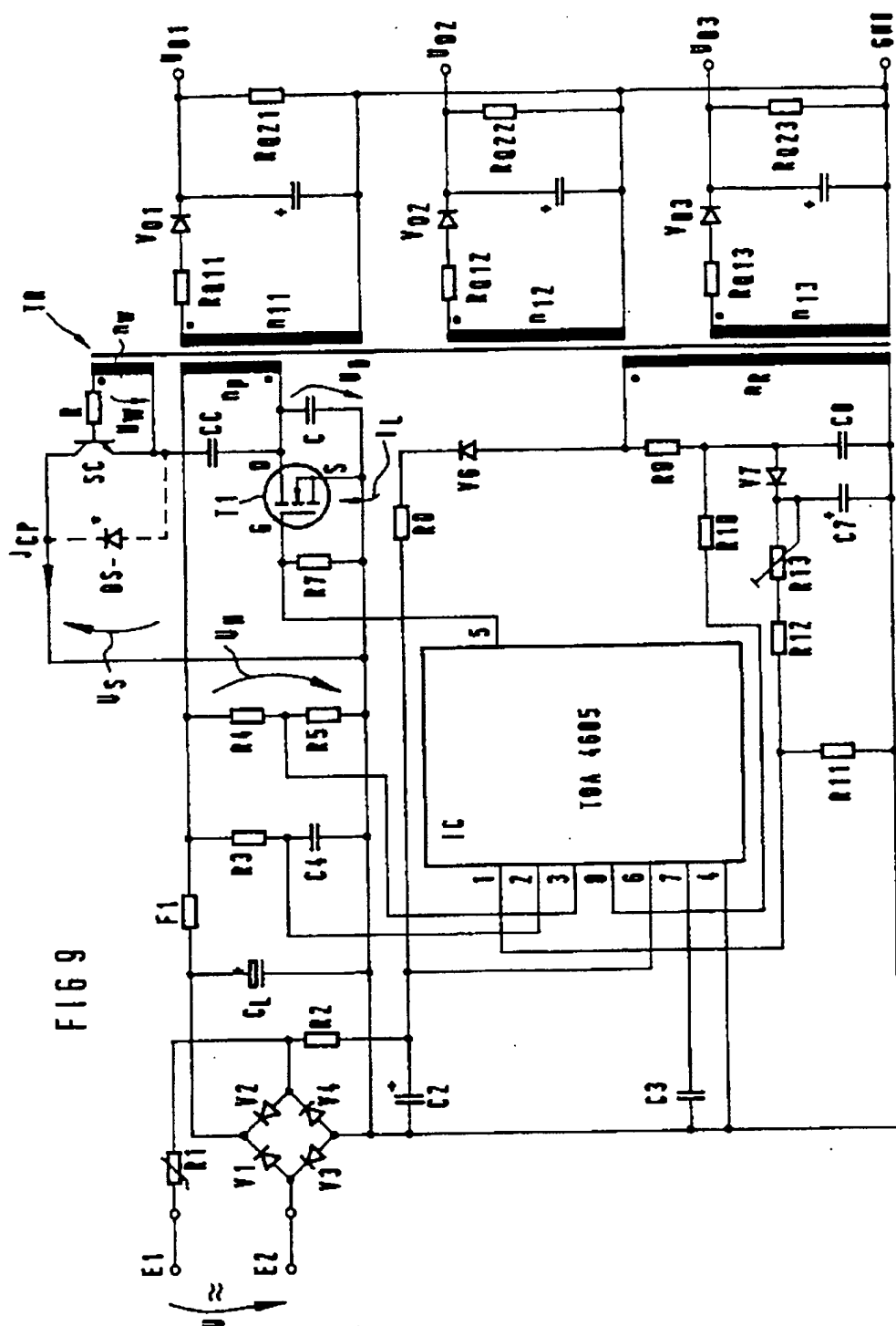


FIG 10

